

Document made available under the Patent Cooperation Treaty (PCT)

International application number: PCT/IB2004/052587

International filing date: 29 November 2004 (29.11.2004)

Document type: Certified copy of priority document

Document details: Country/Office: CN
Number: 200310115793.3
Filing date: 28 November 2003 (28.11.2003)

Date of receipt at the International Bureau: 03 December 2004 (03.12.2004)

Remark: Priority document submitted or transmitted to the International Bureau in compliance with Rule 17.1(a) or (b)



World Intellectual Property Organization (WIPO) - Geneva, Switzerland
Organisation Mondiale de la Propriété Intellectuelle (OMPI) - Genève, Suisse

证 明

本证明之附件是向本局提交的下列专利申请副本

申 请 日： 2003. 11. 28

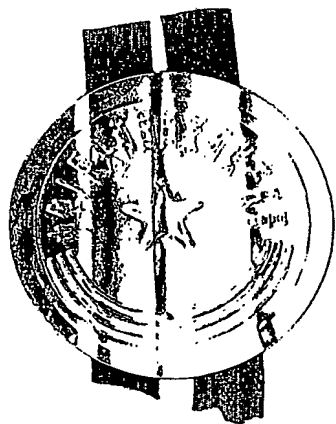
申 请 号： 2003101157933

申 请 类 别： 发明

发明创造名称： 一种用于对T D - S C D M A 系统下行链路进行频率估测的装置和方法

申 请 人： 皇家飞利浦电子股份有限公司

发明人或设计人： 李焱、徐绿洲、戴延中



中华人民共和国
国家知识产权局局长

王景川

2004 年 10 月 11 日

权 利 要 求 书

- 1、一种用于无线通信体系的下行链路的频率估测方法，包括步骤：
 - (a)根据接收的无线信号，分别确定该无线信号的训练序列的相移和下行同步码的相移；
 - (b)根据确定的该训练序列的相移和该下行同步码的相移，计算该无线信号的训练序列与下行同步码的相移之差；以及
 - (c)根据该无线信号的训练序列与下行同步码的相移之差，以及预期的训练序列与下行同步码之间的关系，估测该无线信号的频率偏移。
- 2、如权利要求 1 所述的方法，其中所述预期的训练序列与下行同步码之间的关系是预期的训练序列与下行同步码之间的时间间隔。
- 3、如权利要求 2 所述的方法，其中步骤(a)包括：
 - (a1)从所述无线信号中提取所述无线信号的训练序列；
 - (a2)经由小区搜索过程，得到该小区使用的训练序列；以及
 - (a3)将所述无线信号的训练序列与所得到的小区使用的训练序列进行相关运算，以确定所述无线信号的训练序列的相移。
- 4、如权利要求 3 所述的方法，步骤(a)还包括：
 - (a4)从所述无线信号中提取所述无线信号的下行同步码；
 - (a5)经由小区搜索过程，得到该小区使用的下行同步码；以及
 - (a6)将所述无线信号的下行同步码与所得到的小区使用的下行同步码进行相关运算，以确定所述无线信号的下行同步码的相移。
- 5、如权利要求 4 所述的方法，其中步骤(b)包括：
 - (b1)对所述无线信号的训练序列的相移取共轭；
 - (b2)将所述训练序列的相移的共轭与所述下行同步码的相移相乘；以及
 - (b3)从该相乘结果中，得到所述无线信号的训练序列与下行同步码

的相移之差。

6、如权利要求 5 所述的方法，其中在步骤(b3)中，通过计算三角函数的方法，提取所述相乘结果的复角，并将该复角数值作为所述无线信号的训练序列与下行同步码的相移之差。

7、如权利要求 5 所述的方法，其中在步骤(b3)中，将所述相乘结果转换为单位幅度的复数，并将该复数的虚部数值作为所述无线信号的训练序列与下行同步码的相移之差。

8、如权利要求 6 或 7 所述的方法，其中步骤(c)包括：

根据预期的训练序列与下行同步码之间的时间间隔，对所述无线信号的训练序列与下行同步码的相移之差执行归一化操作，以得到所述无线信号的频率偏移。

9、一种用于无线通信体系的下行链路的频率估测装置，包括：

一个确定单元，用于根据接收的无线信号，分别确定该无线信号的训练序列的相移和下行同步码的相移；

一个计算单元，用于根据确定的该训练序列的相移和该下行同步码的相移，计算该无线信号的训练序列与下行同步码的相移之差；以及

一个估测单元，用于根据该无线信号的训练序列与下行同步码的相移之差，以及预期的训练序列与下行同步码之间的关系，估测该无线信号的频率偏移。

10、如权利要求 9 所述的频率估测装置，其中所述预期的训练序列与下行同步码之间的关系是预期的训练序列与下行同步码之间的时间间隔。

11、如权利要求 10 所述的频率估测装置，其中所述确定单元包括：

一个训练序列获取单元，用于从所述无线信号中提取所述无线信号的训练序列；

一个第一相关器，用于将所述无线信号的训练序列与该小区使用的训练序列进行相关运算，以确定所述无线信号的训练序列的相移，其中，该小区使用的训练序列是经由小区搜索过程得到的。

12、如权利要求 10 所述的频率估测装置，所述确定单元还包括：

一个下行同步码获取单元，用于从所述无线信号中提取所述无线信号的下行同步码；

一个第二相关器，用于将所述无线信号的下行同步码与该小区使用的下行同步码进行相关运算，以确定所述无线信号的下行同步码的相移，其中，该小区使用的下行同步码是经由小区搜索过程得到的。

13、如权利要求 12 所述的频率估测装置，其中所述计算单元包括：

一个复共轭乘法器，用于对所述无线信号的训练序列的相移取共轭，并将所述训练序列的相移的共轭与所述下行同步码的相移相乘；

一个相移之差计算单元，用于从该相乘结果中，得到所述无线信号的训练序列与下行同步码的相移之差。

14、如权利要求 13 所述的频率估测装置，其中所述相移之差计算单元，采用计算三角函数的方式，提取所述相乘结果的复角，并将该复角数值作为所述无线信号的训练序列与下行同步码的相移之差。

15、如权利要求 13 所述的频率估测装置，其中所述相移之差计算单元，将所述相乘结果转换为单位幅度的复数，并将该复数的虚部数值作为所述无线信号的训练序列与下行同步码的相移之差。

16、如权利要求 14 或 15 所述的频率估测装置，其中所述估测单元，利用预期的训练序列与下行同步码之间的时间间隔，对所述无线

信号的训练序列与下行同步码的相移之差执行归一化操作，以得到所述无线信号的频率偏移。

17、一种无线信号接收机，包括：

一个接收单元，用于接收无线信号，并将接收的无线信号转换为基带数字信号；

一个小区搜索单元，用于基于该接收的无线信号，执行小区搜索过程，以得到该小区使用的训练序列和下行同步码；

一个频率估测单元，用于根据该接收的无线信号和该小区搜索单元输出的该小区使用的训练序列和下行同步码，确定该无线信号的频率偏移；

一个频率产生单元，用于根据输入的该频率偏移信息，调整提供给该接收单元的输出频率，以使得该接收单元利用该调整频率将接收的无线信号转换为基带数字信号。

18、如权利要求 17 所述的无线信号接收机，其中所述频率估测单元，包括：

一个确定单元，用于根据所接收的无线信号，分别确定该无线信号的训练序列的相移和下行同步码的相移；

一个计算单元，用于根据确定的该训练序列的相移和该下行同步码的相移，计算该无线信号的训练序列与下行同步码的相移之差；以及

一个估测单元，用于根据该无线信号的训练序列与下行同步码的相移之差，以及预期的训练序列与下行同步码之间的时间间隔，估测该无线信号的频率偏移。

19、如权利要求 18 所述的无线信号接收机，其中所述确定单元包括：

一个训练序列获取单元，用于从所述无线信号中提取所述无线信号的训练序列；

一个第一相关器，用于将所述无线信号的训练序列与所述小区使用的训练序列进行相关运算，以确定所述无线信号的训练序列的相移；

一个下行同步码获取单元，用于从所述无线信号中提取所述无线信号的下行同步码；

一个第二相关器，用于将所述无线信号的下行同步码与所述小区使用的下行同步码进行相关运算，以确定所述无线信号的下行同步码的相移。

20、如权利要求 19 所述的无线信号接收机，其中所述计算单元包括：

一个复共轭乘法器，用于对所述无线信号的训练序列的相移取共轭，并将所述训练序列的相移的共轭与所述下行同步码的相移相乘；

一个相移之差计算单元，用于对该相乘结果，通过采用计算三角函数的方式和将该相乘结果转换为单位幅度复数的方式之任意一种，得到所述无线信号的训练序列与下行同步码的相移之差。

21、如权利要求 20 所述的无线信号接收机，其中所述估测单元，利用预期的训练序列与下行同步码之间的时间间隔，对所述无线信号的训练序列与下行同步码的相移之差执行归一化操作，以得到所述无线信号的频率偏移。

22、一种 Rake(瑞克)接收机，包括：

一个接收单元，用于接收无线信号，并将该无线信号分成多个支路信号；

多个频率估测模块，用于分别对各个支路信号的频率偏移进行估测；

一个加权合并单元，用于对各个频率估测模块输出的信号进行加权，并将加权后的信号进行合并，以得到一个含有各个支路的频率偏移估测结果的频率偏移估测信号。

23、如权利要求 22 所述的 Rake 接收机，其中所述每个频率估测模块包括：

一个确定单元，用于根据接收的无线信号，分别确定该无线信号的训练序列的相移和下行同步码的相移；

一个计算单元，用于根据确定的该训练序列的相移和该下行同步码的相移，计算该无线信号的训练序列与下行同步码的相移之差；以及

一个估测单元，用于根据该无线信号的训练序列与下行同步码的相移之差，以及预期的训练序列与下行同步码之间的时间间隔，估测该无线信号的频率偏移。

24、一种具有多个天线阵元的接收机，包括：

一个接收单元，用于经由该多个天线阵元分别接收多路无线信号；

多个频率估测模块，用于分别对各路无线信号的频率偏移进行估测；

一个加权合并单元，用于对各个频率估测模块输出的信号进行加权，并将加权后的信号进行合并，以得到一个含有各路的频率偏移估测结果的频率偏移估测信号。

25、如权利要求 24 所述的接收机，其中所述每个频率估测模块包括：

一个确定单元，用于根据接收的无线信号，分别确定该无线信号的训练序列的相移和下行同步码的相移；

一个计算单元，用于根据确定的该训练序列的相移和该下行同步码的相移，计算该无线信号的训练序列与下行同步码的相移之差；以及

一个估测单元，用于根据该无线信号的训练序列与下行同步码的相移之差，以及预期的训练序列与下行同步码之间的时间间隔，估测该无线信号的频率偏移。

说明书

一种用于对 TD-SCDMA 系统下行链路 进行频率估测的装置和方法

技术领域:

本发明涉及一种在无线通信系统中, 对下行链路频率进行估测的装置和方法, 尤其涉及一种在 TD-SCDMA 系统中, 对下行链路频率进行估测的装置和方法。

技术背景:

在典型的无线通信系统中, 收发双方的信息交互是通过无线空间信道的数据传输来实现的。在发射方, 发射机将欲发送的用户信号调制到某一信道的射频载波上, 生成一个射频信号, 再经由天线发射到无线空间。在接收方, 接收机经由天线接收来自无线空间的射频(RF)信号, 然后用一个本地振荡信号与接收信号进行混频, 将接收的 RF 信号转换到中频, 再经过中频滤波和解调恢复出所需用户信号。

在上述信号接收过程中, 接收机中的本地振荡信号的频率决定着所接收的信道, 只有当本地振荡信号的频率与所需信道的载频匹配时, 才能正确解调用户信号。如果本振频率与信道载频之间存在频率差, 则会导致在中频滤波后损失部分、甚至全部用户信号频谱, 造成信号严重失真。此外, 如果接收机中本地振荡信号的频率偏移较大, 还会引起多种组合频率干扰, 特别是镜频干扰(image frequency interference)的加剧导致系统中滤波器对干扰信号的抑制能力下降, 这样的结果是将严重的带外干扰引入后续的基带处理部分, 从而影响了数据的恢复。

为了确保无线通信系统中可靠的数据传输, 根据第三代协作项目组(3GPP)制定的 3G 无线通信系统标准推荐, 用户设备的本地振荡信号频率的精度应小于所接收信道载波频率的 0.1ppm。因而在用户终端内的接收机中, 通常利用自动频率控制方法来跟踪接收信道的载波频率变化, 以确保本地振荡频率能够满足 3GPP 提出的精度要求。图

1 就示出了一种接收机中的闭环自动频率控制的结构框图。如图 1 所示, 接收信号 Rx 与压控振荡器(VCO) 102 产生的本地振荡(本振)信号在乘法器 101 中相乘后, 生成一个以两输入信号的频率差为载波的信号。如果 VCO 产生的本振信号与接收信号 Rx 同频, 则乘法器 101 的输出信号即为 Rx 下变频后的无失真的基带信号。下变频后的接收基带信号再经过模数转换器(ADC) 103 和自动增益控制器(AGC) 104 的处理, 得到动态范围适合的基带数字信号。接着, 小区搜索单元 105 根据基带数字信号选择适当小区, 同时确定小区的工作参数, 如训练序列码等作为已知信号。然后, 频率估测模块 106 将 AGC 输出的基带数字信号与小区搜索过程中确定的已知信号相比较, 并输出二者的频率偏差。由于频率估测模块 106 的输出信号为数字信号, 因而还需要经过数模转换器(DAC) 107 将其转换为模拟信号, 才能够控制 VCO 102 的电压, 使得 VCO 输出的本地振荡信号的频率能够跟随接收信号的载波频率变化。

在图 1 所示的闭环自动频率控制结构中, 频率估测模块 106 是关键组成部分, 对于不同的系统, 频率估测模块 106 的原理和组成有所差异。例如, 在传统的无线通信系统中, 频率估测模块 106 利用相位差分检测或应用离散傅立叶变换方法来实现; 在 DS-CDMA (FDD) 系统中, 频率估测模块则利用一些特殊的连续信号来实现同步和频率估测, 例如在宽带码分多址(WCDMA)系统中, 利用同步信道(SCH)信号来估测频率偏差; 在 UMTS-TDD 系统的下行链路中, 可以通过对接收到的插入在公共控制信道(CCCH)中的已知训练序列的处理来实现频率估测。

以上所述的频率估测方法, 在实际系统中都取得了一定的收效。但是, 在 UMTS-TDD 系统中, 频率估测过程需要一个较长的训练序列码才能保证估测的准确度。例如, 3.84M 码片/秒的高码片速率的 TD-CDMA 系统的突发业务时隙中, 训练序列为 512 个码片, 该训练序列首先被分成若干等长的序列段, 在每个序列段中执行与已知训练序列信号段的相关运算, 再利用这些中间生成的相关运算结果, 经过累加和归一等处理, 得到最终的频率估测结果。然而, 在码片速率只

有 1.28M 码片/秒速率的 TD-SCDMA 系统中, 训练序列仅为 144 个码片, 不足以实现上述的分段式频率估测算法。另外, 在 UMTS-TDD 系统中为了缓解多径干扰对频率估测准确度造成的影响, 需要在频率估测过程中完成诸如矩阵逆变换等复杂的运算。这种繁复的频率估测方法也不适合低速率的 TD-SCDMA 系统。

因此需要一种针对 TD-SCDMA 系统特点的简便且快速的频率估测方法。

发明内容:

本发明的目的之一是要提供一种快速且简便的方法来估测并矫正 TD-SCDMA 系统接收机中的本振信号的频率偏移。

本发明的目的之二是提供在多径干扰条件下, 仍然可以进行频率估测和校正的方法, 使得接收机具有良好的性能。

按照本发明的一种用于无线通信体系的下行链路的频率估测方法, 包括步骤: 根据接收的无线信号, 分别确定该无线信号的训练序列的相移和下行同步码的相移; 根据确定的该训练序列的相移和该下行同步码的相移, 计算该无线信号的训练序列与下行同步码的相移之差; 和根据该无线信号的训练序列与下行同步码的相移之差, 以及预期的训练序列与下行同步码之间的关系(如通信协议中的训练序列与下行同步码之间的时间间隔), 估测该无线信号的频率偏移。

按照本发明的一种用于无线通信体系的下行链路的频率估测装置, 包括: 一个确定单元, 用于根据接收的无线信号, 分别确定该无线信号的训练序列的相移和下行同步码的相移; 一个计算单元, 用于根据确定的该训练序列的相移和该下行同步码的相移, 计算该无线信号的训练序列与下行同步码的相移之差; 和一个估测单元, 用于根据该无线信号的训练序列与下行同步码的相移之差, 以及预期的训练序列与下行同步码之间的关系(如通信协议中的训练序列与下行同步码之间的时间间隔), 估测该无线信号的频率偏移。

附图简述:

以下将通过参考附图和结合实施例对本发明进行更加详细地解释和说明，其中

图 1 是接收机中实现闭环自动频率控制方法的结构框图；

图 2 是通信协议中 TD-SCDMA 系统使用的子帧和时隙的结构图；

图 3 是按照本发明，在 TD-SCDMA 系统的接收机中进行频率估测的工作流程图；

图 4 是按照本发明，在 TD-SCDMA 系统的接收机中的频率估测模块的结构框图；

图 5 是带有本发明提出的频率估测模块的 Rake 接收机的结构框图。

发明详述：

本发明是根据 TD-SCDMA 系统中训练序列有限的特点，利用训练序列码和下行同步码来估测接收机中本地振荡信号频率与接收信号载波频率之间的偏差，然后根据偏差的大小调整本地振荡信号的频率，使之一直与接收信号频率保持一致。

为了更清楚地描述本发明所提出的实施方案，尤其是更为明确地说明本发明中仅使用有限的训练序列码和下行同步码就可以完成频率估测的原因，以下将首先结合附图 2 简要介绍一下 3GPP 标准中 TD-SCDMA 系统所使用的子帧和业务时隙的结构，并概括性地描述小区搜索过程，以说明小区内所使用的训练序列码和下行同步码是如何获得的。

在 TD-SCDMA 系统中，一个无线帧的长度是 10ms（毫秒），每个无线帧又被进一步划分成两个子帧，每个子帧的长度为 5ms，由 6400 个码片组成。如附图 2 所示，每个子帧包括 7 个业务时隙 TS0-TS6 和 3 个特定时隙：下行链路导频时隙（DwPTS）、上行链路导频时隙（UpPTS）、保护时段（GP）。

如图所示，7 个业务时隙中，每个时隙长度为 675 μ s，由 864 个码片组成。每个业务时隙又被划分为 4 个域，包括：数据域 1（352 个码片）、训练序列域（144 个码片）、数据域 2（352 个码片）和用作时隙

保护的空域 GP (16 个码片)。在这 7 个时隙中, 时隙 TS0 总是用于传送下行链路数据, 而时隙 TS1 总是用于传送上行链路数据, 其他时隙 TS2-TS6 则分别按照需要被用于上行或下行链路中传送数据。

3 个特定时隙中, DwPTS 时隙位于第一个业务时隙 TS0 之后, 用来传送下行导频和同步信道, 即: 下行同步码 (SYNC_DL), 其时隙长度为 96 个码片, 其中同步码长为 64 个码片, 前面有 32 个码片用作 TS0 时隙的拖尾保护。上行导频时隙 UpPTS 用来发送上行导频和同步信道, 即上行同步码 (SYNC_UL), 以建立用户终端和节点 B 的上行同步。UpPTS 时隙长度为 160 个码片, 其中同步码长为 128 个码片, 另有 32 个码片用作拖尾保护。保护时段 GP 为 96 个码片, 用作上行同步建立过程中的传播时延保护。

在以上介绍的子帧和时隙结构中, DwPTS 时隙内的 SYNC_DL, 和 UpPTS 时隙中的 SYNC_UL, 以及业务时隙中的训练序列 (midamble) 都是直接以码片速率的形式给出的, 因而在传输时不进行基带处理和扩频, 也不需要加扰处理, 直接与经基带处理和扩频的数据一起发送。其中 DwPTS 时隙始终以能够保证全方向覆盖整个小区的恒定功率发送, 以使得小区内的所有用户终端都能够接收到同步信息。

此外, SYNC_DL、SYNC_UL 和训练序列码都可以在 3GPP 规范中直接查到, 而无需自行生成。按照 3GPP 规范, TD-SCDMA 系统中, 共定义了 32 个 SYNC_DL、256 个 SYNC_UL 码、128 个训练序列码和 128 个扰码。所有这些码被分成 32 个组, 每个码组有 1 个 SYNC_DL 和 8 个 SYNC_UL、4 个训练序列码和 4 个扰码。不同邻近小区将使用不同的码组。因此, 对用户终端来说, 只要确定了小区使用的 SYNC_DL 码, 也就知道了该小区使用的 4 个训练序列码。但一般小区内仅使用其中的 1 个训练序列码, 其余 3 个留给不同的运营商使用。在训练序列域中实际发送的 144 个码片是在 3GPP 规范中给出的基本训练序列码本的基础上循环移位而产生的。同一时隙的不同信道所使用的训练码则是截取循环后的基本训练序列码的不同区域, 通常用

$m^{(1)}$ 、 $m^{(2)} \dots m^{(m)}$ 表示不同的训练序列位移。

以上介绍了 TD-SCDMA 物理层的无线帧、子帧、时隙和特殊码的结构和特点。在实际的 TD-SCDMA 系统中，用户数据和控制信息都是在各个物理信道中传送的，而一个物理信道则是由频率、时隙、信道码、训练序列位移和无线帧的分配等诸多因素来共同定义的。某些位于子帧中特定位置的物理信道，会具有特殊的物理特性，例如信标特性（beacon characteristic）。所谓信标特性是可以根据该物理信道的特点对传输特性进行分析和测量。具有信标特性的物理信道也被称为信标信道。

在 TD-SCDMA 系统中，信标信道出现在每个子帧的 TS0 时隙中。这是因为，公共控制物理信道固定位于 TS0 中，并使用了固定的一套参数：例如，TS0 时隙中使用固定的第一和第二信道化码 $c_{Q=16}^{(k=1)}$ 和 $c_{Q=16}^{(k=2)}$ 和固定的训练序列码 $m^{(1)}$ 和 $m^{(2)}$ 。如果小区没有使用天线分集，则主公共控制物理信道只使用训练序列 $m^{(1)}$ ；如果小区使用了天线分集，则主公共控制物理信道在第一根天线上使用 $m^{(1)}$ ，而在第二根天线上使用 $m^{(2)}$ 。由于 TS0 时隙使用了固定的训练序列码，因而用户终端在小区搜索过程中，可以在得到下行同步码之后，方便地从 TS0 时隙中获得该小区使用的训练序列码。

用户终端小区搜索的具体过程如下：首先通过测量 TDD 频带内各载频的宽带功率，找到功率最强的频点。然后接收该频点的信息并从 DwPTS 时隙中搜索下行同步码 SYNC_DL，从而确定该小区的 SYNC_DL。其中，搜索 SYNC_DL 一般是先根据 DwPTS 时隙功率特征初步确定时隙位置，再利用匹配滤波器的方法来确定小区使用的 SYNC_DL 和其准确位置。确定小区所使用的 SYNC_DL 后，也就确定了该小区所使用的 4 个训练序列。由于 TS0 时隙中使用固定的信道化码，因而可以依次用小区配置的 4 个训练序列码来计算信道的冲激响应，然后将最大者确定为小区使用的训练序列码，继而确定对应的扰码。

由以上对 TD-SCDMA 系统中用户终端小区搜索过程的介绍不难发

现, 小区选择结束后, 该频点上 TS0 的训练序列码和下行导频时隙中的下行同步码也就唯一地确定下来。由图 2 中可见, TS0 的训练序列码和 SYNC_DL 之间有数据域 2 (352 个码片)、GP (16 个码片) 和 DwPTS 时隙内的 GP (32 个码片), 总共间隔 $352+16+32=400$ 个码片。由于可以分别得到 midamble 和 SYNC_DL 准确的已知信号, 同时按照通信协议中的规定, 训练序列与下行同步码之间的时间间隔是可以预期的, 因而, 如果取训练序列的中间 128 个码片和 SYNC_DL 的 64 个码片来分别进行相关运算, 则相当于对从训练序列中心到下行同步码中心时间间隔长达 504 个码片的信号进行频率估测。该 504 个码片包括: (i) 训练序列中的 72 个码片: 在进行频率估算时取训练序列 (144 个码片) 中间的 128 个码片进行相关运算, 剩余的 16 个码片均匀分布在该 128 个码片的两侧, 因而从训练序列中心到数据域 2 之前共计 72 个码片, $72=64+8$; (ii) 数据域 2 的 352 个码片; (iii) 数据域 2 与 DwPTS 时隙之间用作 GP 的 16 个码片; (iv) DwPTS 时隙中的位于 SYNC_DL 之前用作 GP 的 32 个码片; (v) SYNC_DL 的 32 个码片: 从 DwPTS 时隙内的 GP 结束到 SYNC_DL (64 码片) 中心有 32 个码片。即: $504 \text{ 个码片} = 72 + 352 + 16 + 32 + 32$ 。这与已有的 UMTS TDD 系统中进行频率估测的 512 个码片的训练序列信号相当, 但只需对其中的 128 个码片的训练序列和 64 个码片的下行同步码进行相关计算。因而, 用训练序列码和下行同步码来进行频率估测, 不仅可以保证频率估测所需的信号序列具有足够的长度 (既保证了频率估测的准确度), 还大大简化了原有分段频率估测的繁复运算。

基于以上思想, 本发明提出的用于一个用户终端的下行链路频率估测方法的工作流程如图 3 所示。图 3 中, 首先, 频率估测模块接收作为输入信号的基带数字信号 (步骤 S301), 以从该输入信号的 TS0 时隙中提取训练序列码和下行同步码。

接着, 按照传统方法将 TS0 时隙中的训练序列从接收信号码流中提取出来, 并使用匹配滤波器从接收信号中提取出 DwPTS 时隙中的 SYNC_DL 码 (步骤 S303)。然后将提取出的训练序列与在小区搜索

过程中确定的训练序列码 $m^{(1)}$ (假设, 此时未使用天线分集) 进行相关运算 (步骤 S305)。这里相关运算的结果是一个复矢量, 包含了接收训练序列和已知训练序列之间的相移。同时, 将提取的 SYNC_DL 码与在小区搜索过程中获得的下行同步码作相关运算, 从而得到接收的下行同步信号与已知下行同步码之间的相移。接着, 将所得的训练序列的相移取共轭后再与下行同步码的相移相乘, 从而得到一个共轭乘积 (步骤 S306)。该共轭乘积的复角即表示了训练序列的相移与下行同步码的相移之差, 也就是从训练序列的中心到下行同步码中心的总的相位变化量。

为了得到这个总的相位差, 需要将共轭乘积中的复角部分提取出来 (步骤 S307)。复角的提取可以用两种方法来实现: 其一, 是通过计算三角函数的方法得到准确的结果, 但这种方法比较复杂, 计算量也很大; 其二是当复角远小于 1 弧度时, 将共轭乘积转换为单位幅度的复数, 该复数的虚部近似为复角的大小。

当从步骤 S307 中得到复角大小后, 由于共轭乘积的复角表示的是从训练序列码到 SYDC_DL 的总相位变化, 那么频率的变化可以用单位时间的相位变化来表示, 则利用 504 个码片的时间间隔来对总相位偏移进行归一化, 就可以得到估测出的本振信号频率的偏移 (步骤 S308)。最后将估测出的频率偏移的结果输出出去, 供后续自动频率控制处理 (如图 1 所示) (步骤 S309)。

上述本发明所提出的频率估测方法可以通过软件来实现, 软件实现的流程即如图 3 所示, 当然本发明所提出的频率估测方法也可以用硬件来实现, 还可以采用软硬件结合的方式实现, 其中按照本发明的一个实施例的频率估测模块的结构框图如图 4 所示。

图 4 中, 接收信号首先被分为两路, 分别送入 TS0 时隙训练序列提取单元 401 和下行同步码提取单元 402 中, 以提取出接收信号中的训练序列和下行同步码。接着, 该提取的训练序列送入第一相关器 403, 与在小区搜索过程中确定的训练序列码 $m^{(1)}$ 进行相关运算, 得到一个包含了接收训练序列与已知训练序列之间相移的复矢量。与训练

序列信号处理相似，从 DwPTS 时隙中提取出的 SYNC_DL 码，与在小区搜索过程中获得的下行同步码，在第二相关器 404 中作相关运算，从而得到接收的下行同步信号与已知下行同步码之间的相移。然后，第一相关器 403 与第二相关器 404 的输出结果，在乘法器 405 中作共轭相乘，从而得到一个共轭乘积，即：在乘法器 405 中，将第一相关器 403 的输出取共轭，并将该取共轭后的数值与第二相关器 404 的输出进行乘法运算。该共轭乘积的复角为两个相关器输出的复矢量的相位之差，即为从训练序列的中心到下行同步码中心的总的相位变化量。该共轭乘积经过复角提取单元 406 的处理，得出接收信号在 504 个码片时间间隔内的总的相位变化。其中复角提取方法与上述图 3 中所述方法相同，既可以采用计算三角函数的方式进行精确计算，也可以采用将相乘结果转换为单位幅度复数的方式进行近似计算。复角提取单元 406 将提取出的复角大小送入频率偏移估测单元 407 中，用 504 个码片的时间间隔来归一化复角大小所表示的总相位偏移，从而得到频率偏移估测的结果。

以上详细描述了本发明提出的频率估测模块的原理和具体结构，该频率估测模块可以应用于多种场合，例如，该频率估测模块可以单独使用在如图 1 所示的闭环自动频率控制结构中，用来反馈控制 VCO 输出信号的频率；也可以与 Rake 接收机相结合，来获得更为准确的估测；此外，本发明所提出的频率估测模块还适用于多天线系统，即放置在每个天线之后，来提高空间分集增益。

图 5 中示出了一种具有本发明提出的频率估测模块的 Rake 接收机。如图 5 所示，接收信号被分成若干个支路，频率估测模块 501 在 Rake 接收机的每个支路上独立计算频率偏移。然后在乘法器 502 中，将每个支路估测出的频率偏移量乘上对应支路的权重因子，最后再经过合并单元 503 合并在一起，从而得到一个含有各个支路的频率偏移估测结果的频率偏移估测信号。合并单元 503 可以使用不同的方法来实现合并操作，例如等增益合并（EGC）、最大比合并（MRC）等。图 5 示出的结构采取了合并多个独立计算出来的频率偏移量的方法得

到一个最后的频率偏移估测信号，而没有采用从多支路合并后的信号中计算频率偏移的方法，虽然这样做略微增加了计算量，但可以极大地提高频率估测的准确度。

当本发明提出的频率估测模块应用在多天线系统中时，其结构与图 5 类似，唯一不同的是用多个天线阵元来替换 Rake 接收机的各个分支。

有益效果：

本发明所提出的在 TD-SCDMA 系统中对下行链路频率偏移进行估测的方法和装置，利用了子帧中 TS0 时隙的训练序列码和下行导频时隙中的下行同步码来估测本地振荡信号的频率偏移。由于本发明所提出的频率估测方法仅对 128 个码片的训练序列码和 64 码片的下行同步码进行计算，即可得到 504 个码片的时间间隔内的频率偏差，因此与原有的利用一个时隙内长达 512 个码片的信号来进行频率估测的方法相比，大大简化了分段估测过程中的繁复运算，同时也节省了计算时间。由于可以分别得到训练序列码和下行同步码的已知信号，且分别进行相关计算，因而，本发明的方法较之以往的频率估测方法，准确度高，性能更为稳定。

此外，当本发明所提出的频率估测方法与 Rake 接收机相结合时，由于先在每个支路中进行独立的频率估测，再进行加权合并，因而可以很好地克服由于多径干扰造成的估测不准。当本发明所提出的方法与多天线系统联合使用时，还可以在存在较大时延扩展的情况下，保持系统的良好性能。

本领域的技术人员应当理解，本发明所公开的 TD-SCDMA 系统中对下行链路进行频率估测的装置和方法，还可以在不脱离本发明内容的基础上做出各种改进。因此，本发明的保护范围应当由所附的权利要求书的内容确定。

说明书附图

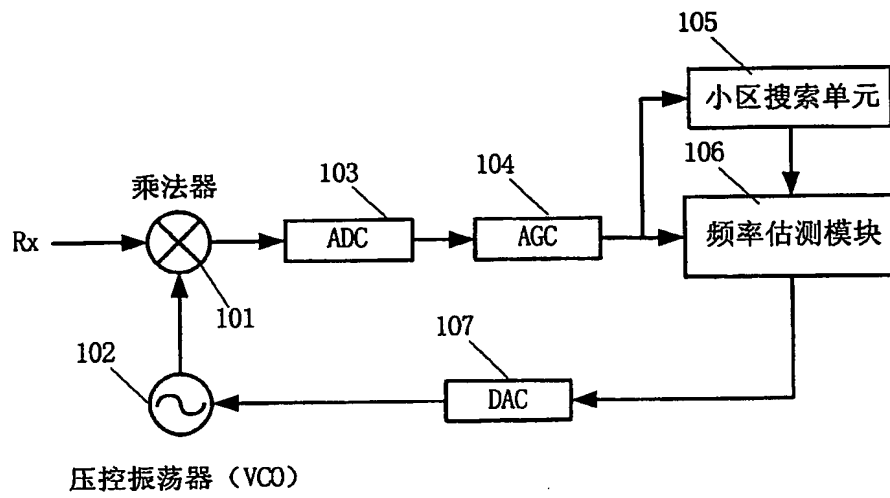


图 1

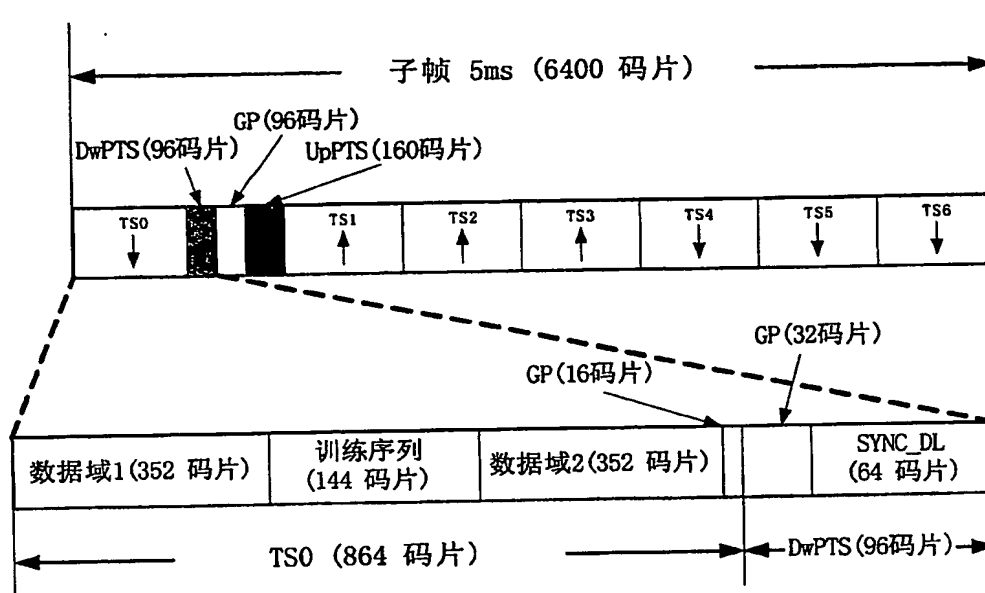


图 2

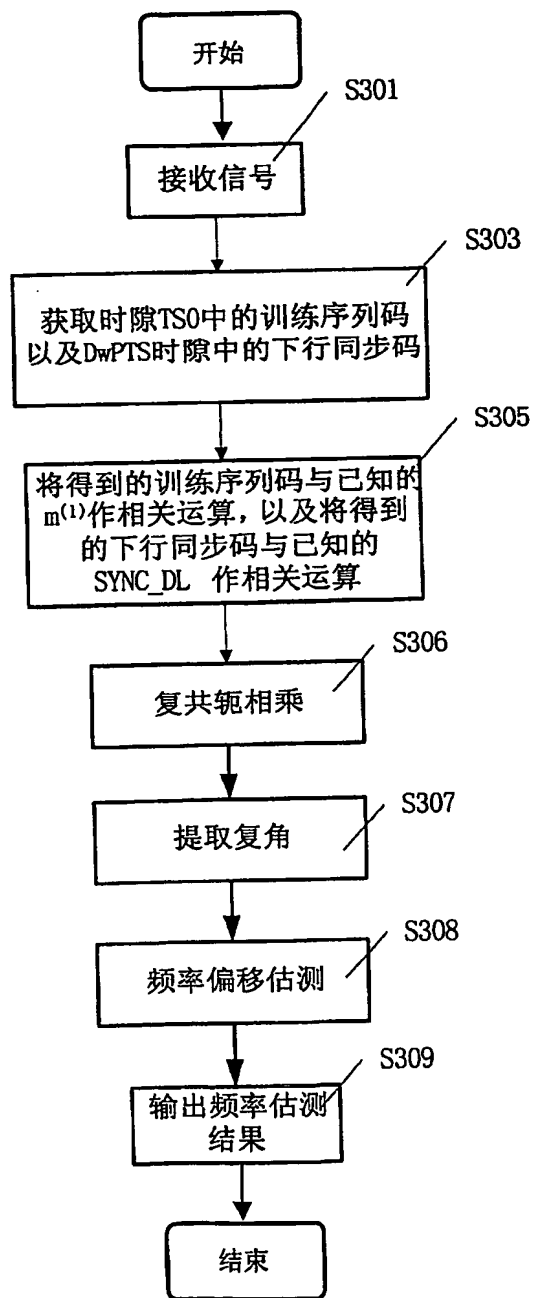


图 3

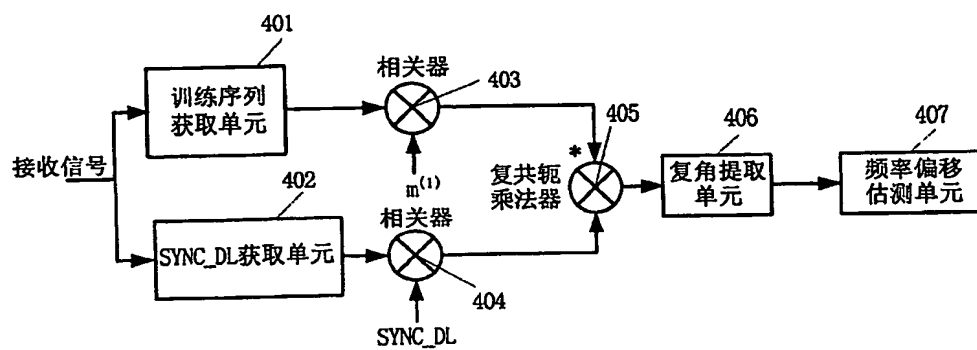


图 4

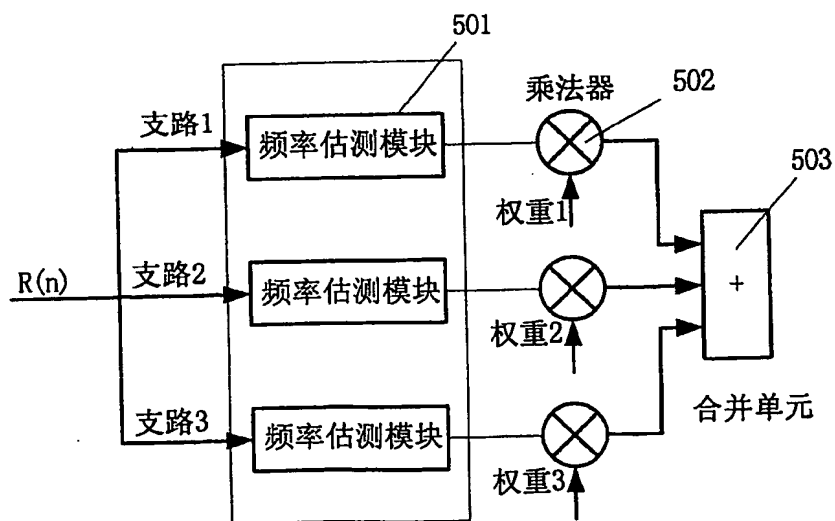


图 5